УДК 621.375.026

СИНТЕЗ ТРАНСФОРМАТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЙ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ СИСТЕМ РАДИОВЕЩАНИЯ И РАДИОСВЯЗИ

А.А. Титов, М.А. Титова

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

Предложена методика синтеза нормированных значений элементов трансформаторов сопротивлений, выполненных в виде полосовых фильтров. Методика позволяет минимизировать отклонение коэффициента трансформации от заданного значения в заданной полосе рабочих частот трансформатора. Приведены таблицы нормированный значений элементов двух видов трансформаторов, примеры их расчета и использования в усилителях мощности. Показаны преимущества использования рассматриваемых трансформаторов по сравнению с традиционными трансформаторами, выполненными в виде фильтров нижних частот.

В соответствии с [1, 2] оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора $R_{нагр}$, на которое он отдает максимальную мощность, составляет ед. Ом и может быть определено из соотношения:

$$R_{н.опт} = (E_п - U_{ост})^2 / 2P_{вых.\max}, \qquad (1)$$

где $E_п$ – рекомендуемое напряжение источника питания; $P_{вых.\max}$ – максимальное значение выходной мощ-

ности, отдаваемой транзистором; $U_{ост}=I_{кр}U_{нас}/I_{к.нас}$ – остаточное напряжение; $I_{кр}$ – критический ток; $U_{нас}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер; $I_{к.нас}$ – ток коллектора, при котором проводилось измерение значения $E_п$, $P_{вых.max}$, $I_{кр}$, $U_{нас}$, $I_{к.нас}$ – справочные величины [3].

Для ряда транзисторов значения $I_{кр}$, $U_{нас}$, $I_{к.нас}$ в справочниках не приведены. В этом случае следует выбирать $U_{ост}$=0,5...2 В, что справедливо для большинства мощных транзисторов [3].

Выходные каскады усилителей мощности передатчиков систем радиовещания и радиосвязи работают на антенно-фидерные тракты, имеющие, как правило, стандартное входное сопротивление R_A, равное 50, либо 75 Ом [1].

С целью трансформирования сопротивления антенно-фидерного тракта в оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора традиционно используют трансформаторы сопротивлений, выполненные в виде фильтров нижних частот (ФНЧ), рис. 1 [1, 4–6]. Во многом это обусловлено наличием разработанной методики расчета таких трансформаторов, основанной на использовании таблиц нормированных значений элементов [7–9].

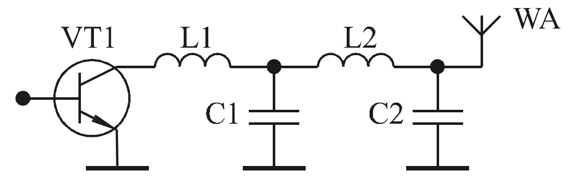


Рис. 1. *Трансформатор сопротивлений в виде ФНЧ*

Обычно указанные трансформаторы реализуются в виде ФНЧ четвертого порядка [1, 4–6]. Недостатком рассматриваемых трансформаторов является значительное частотно-зависимое отклонение их коэффициента трансформации $K_{тр}$ от заданного значения при необходимости одновременного увеличения как указанного коэффициента, так и относительной полосы рабочих частот $W=f_в/f_н$, где $f_в$, $f_н$ – верхняя и нижняя рабочие частоты трансформатора.

Указанный недостаток может быть устранен использованием трансформаторов, выполненных в виде полосовых фильтров (ПФ) [10, 11], при увеличении их коэффициента отражения вне полосы рабочих частот [12]. В диапазоне метровых и дециметровых волн наиболее удобными в применении оказываются трансформаторы, выполненные по схемам, приведенным на рис. 2 [10, 11]. Однако отсутствие методики расчета указанных трансформаторов затрудняет их применение.

Цель настоящей статьи – разработка методики синтеза трансформаторов сопротивлений (рис. 2), позволяющей по таблицам нормированных значений элементов осуществлять их реализацию с минимальным отклонением коэффициента трансформации от заданного значения в требуемой относительной полосе рабочих частот.

Для решения поставленной задачи воспользуемся предложенной в [13, 14] методикой параметрического синтеза межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности. В соответствии с указанной методикой частотную зависимость $K_{тр}$ трансформаторов представим в виде:

$$K_{тр}=\left|\frac{p^2a_1}{1+pb_1+p^2b_2+p^3b_3+p^4b_4}\right|^2, \qquad (2)$$

где $p=j\Omega$; $\Omega=\omega/\omega_0$ – нормированная частота; ω – текущая круговая частота; ω_0 – центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора; $a_1=a_1(LC)$, $b_1=b_1(LC)$ – коэффициенты, являющиеся функциями параметров элементов трансформаторов, нормированных относительно ω_0 и R_A.

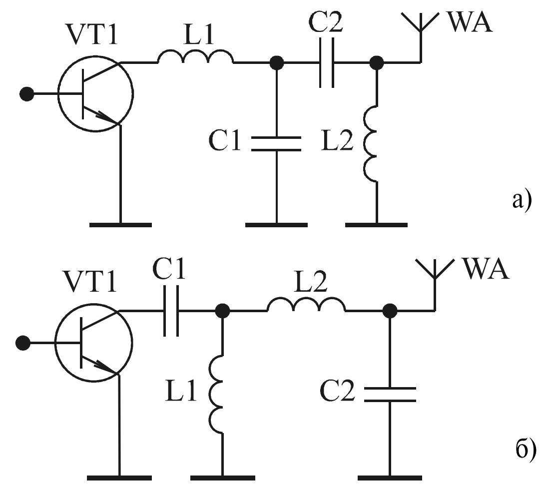


Рис. 2. *Трансформаторы сопротивлений в виде ПФ*

В качестве функции-прототипа характеристики (2) выберем функцию:

$$T_n(p)=\frac{p^2}{1+d_1p+d_2p^2+d_3p^3+d_4p^4}. \qquad (3)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (3) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2=\frac{x^2}{1+D_1x+D_2x^2+D_3x^3+D_4x^4}, \qquad (4)$$

где $x=\Omega^2$;

Для нахождения коэффициентов D_i составим систему линейных неравенств:

$$\left.\begin{array}{l}[\xi(x)-\delta](1+D_1x+D_2x^2+D_3x^3+D_4x^4)-x^2\le 0;\\ -[\xi(x)+\delta](1+D_1x+D_2x^2+D_3x^3+D_4x^4)+x^2\le 0;\\ \varepsilon_0-(1+D_1x+D_2x^2+D_3x^3+D_4x^4)\le 0;\quad x\in E_r,\end{array}\right\}, \qquad (5)$$

где E_r – дискретное множество конечного числа точек в заданной нормированной области частот; $\xi(x)$ – требуемая зависимость $|T_n(p)|^2$ на множестве E_r; δ – допустимое уклонение $|T_n(p)|^2$ от $\xi(x)$; ε_0 – малая константа.

Решая (5) для различных $\xi(x)$ и δ при условии Fun=D_4=max, найдем коэффициенты D_i, соответствующие различным полосам рабочих частот трансформатора и различным значениям его коэффициента трансформации. Вычисляя полиномы Гурвица знаменателя функции (4) [15], определим коэффициенты функции-прототипа (3). По известным коэффициентам функции-прототипа (3), решая систему нелинейных уравнений:

$$b_1 = d_1; b_2 = d_2; b_3 = d_3; b_4 = d_4,$$

найдем нормированные значения элементов рассматриваемых трансформаторов сопротивлений.

Результаты вычислений нормированных значений элементов трансформаторов, приведенных на рис. 2, *а* и *б* для коэффициента трансформации, лежащего в пределах $K_{тр}$=2...20 и для относительной полосы рабочих частот, лежащей в пределах W=1,3...3, приведены в табл. 1, 2 соответственно. Здесь же даны значения коэффициента стоячей волны (КСВ) трансформаторов по входу, соответствующие заданным значениям $K_{тр}$ и W.

Сравнение характеристик рассматриваемых трансформаторов (табл. 1 и 2) и характеристик трансформатора, выполненного в виде ФНЧ [8], показывает, что при прочих равных условиях они имеют гораздо меньшее значение КСВ.

Рассмотрим примеры использования синтезированных таблиц для расчета трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков.

Таблица 1. *Нормированные значения элементов трансформатора (рис. 2, а)*

$K_{тр}$	Параметр	W=1,3	W=1,5	W=1,7	W=2,0	W=3,0
2	L1н	0,451	0,45	0,447	0,452	0,447
	C1н	0,709	0,739	0,785	0,733	0,879
	C2н	1,553	1,583	1,628	1,719	2,119
	L2н	2,098	2,073	2,038	2,148	2,156
	КСВ	1,017	1,020	1,025	1,036	1,082
3	L1н	0,404	0,398	0,389	0,394	0,359
	C1н	1,055	1,131	1,190	1,154	1,505
	C2н	1,465	1,519	1,571	1,665	2,302
	L2н	1,661	1,626	1,588	1,619	1,502
	КСВ	1,018	1,026	1,036	1,054	1,17
4	L1н	0,330	0,338	0,325	0,323	0,286
	C1н	1,634	1,581	1,704	1,780	2,166
	C2н	1,461	1,515	1,597	1,763	2,550
	L2н	1,325	1,351	1,303	1,296	1,151
	КСВ	1,020	1,030	1,049	1,076	1,260
6	L1н	0,271	0,268	0,252	0,261	0,219
	C1н	2,265	2,315	2,581	2,454	3,122
	C2н	1,499	1,573	1,711	1,849	3,004
	L2н	1,131	1,115	1,052	1,061	0,873
	КСВ	1,023	1,038	1,068	1,120	1,410
8	L1н	0,226	0,228	0,211	0,201	0,172
	C1н	2,967	2,947	3,309	3,548	4,207
	C2н	1,556	1,638	1,807	2,069	3,605
	L2н	1,000	0,992	0,924	0,861	0,689
	КСВ	1,026	1,045	1,083	1,150	1,520
10	L1н	0,200	0,200	0,184	0,172	0,155
	C1н	3,491	3,533	3,969	4,307	4,725
	C2н	1,599	1,702	1,893	2,209	3,862
	L2н	0,929	0,911	0,841	0,769	0,628
	КСВ	1,028	1,056	1,100	1,190	1,930
15	L1н	0,153	0,151	0,135	0,126	0,117
	C1н	4,960	5,071	5,791	6,308	6,545
	C2н	1,722	1,860	2,135	2,611	5,056
	L2н	0,798	0,768	0,689	0,608	0,474
	КСВ	1,032	1,067	1,130	1,310	2,320
20	L1н	0,129	0,117	0,103	0,097	0,095
	C1н	6,091	6,915	8,027	8,600	8,281
	C2н	1,808	2,040	2,426	3,113	6,262
	L2н	0,731	0,663	0,577	0,492	0,367
	КСВ	1,036	1,087	1,180	1,470	2,620

Таблица 2. *Нормированные значения элементов трансформатора (рис. 2, б)*

$K_{тр}$	Параметр	W=1,3	W=1,5	W=1,7	W=2,0	W=3,0
2	C1н	2,262	2,321	2,412	2,458	2,999
	L1н	1,440	1,414	1,376	1,504	1,524
	L2н	0,658	0,660	0,663	0,644	0,632
	C2н	0,487	0,504	0,530	0,514	0,621
	КСВ	1,016	1,020	1,025	1,030	1,080
3	C1н	2,520	2,650	2,760	2,834	3,642
	L1н	0,965	0,932	0,904	0,954	0,948
	L2н	0,695	0,694	0,684	0,665	0,602
	C2н	0,614	0,648	0,677	0,682	0,865
	КСВ	1,017	1,026	1,035	1,050	1,140
4	C1н	3,094	3,095	3,300	3,535	4,610
	L1н	0,625	0,662	0,630	0,646	0,631
	L2н	0,699	0,690	0,672	0,650	0,535
	C2н	0,771	0,774	0,825	0,886	1,142
	КСВ	1,020	1,031	1,050	1,070	1,240
6	C1н	3,763	3,886	4,290	4,314	6,141
	L1н	0,450	0,451	0,419	0,455	0,428
	L2н	0,680	0,664	0,632	0,606	0,446
	C2н	0,902	0,937	1,029	1,054	1,531
	КСВ	1,022	1,037	1,070	1,095	1,390
8	C1н	4,522	4,581	5,112	5,634	7,838
	L1н	0,344	0,355	0,327	0,317	0,318
	L2н	0,656	0,638	0,598	0,545	0,372
	C2н	1,021	1,053	1,169	1,307	1,941
	КСВ	1,024	1,046	1,090	1,140	1,470
10	C1н	5,089	5,230	5,854	6,514	8,574
	L1н	0,292	0,296	0,272	0,261	0,283
	L2н	0,637	0,615	0,569	0,508	0,345
	C2н	1,097	1,149	1,282	1,460	2,125
	КСВ	1,028	1,053	1,110	1,180	1,860
15	C1н	6,679	6,919	7,908	8,914	11,609
	L1н	0,206	0,206	0,186	0,178	0,206
	L2н	0,593	0,562	0,504	0,430	0,267
	C2н	1,279	1,361	1,560	1,847	2,853
	КСВ	1,032	1,068	1,130	1,300	2,280
20	C1н	7,895	8,934	10,418	11,833	13,674
	L1н	0,167	0,151	0,134	0,130	0,172
	L2н	0,564	0,512	0,443	0,362	0,231
	C2н	1,394	1,575	1,863	2,286	3,352
	КСВ	1,037	1,082	1,190	1,450	2,530

Пример 1. Осуществим проектирование трансформатора (рис. 2, *а*), предназначенного для работы в передатчике с R_A=75 Ом, при условиях: в выходном каскаде передатчика используется транзистор КТ930А; W=1,5; центральная рабочая частота передатчика равна 375 МГц.

В соответствии со справочными данными транзистора КТ930А [3] по (1) определим: $R_{н.опт}$=7,8 Ом. Требуемый коэффициент трансформации: $K_{тр}=R_A/R_{н.опт}$=9,6. Ближайшее табличное значение $K_{тр}$=10. Для $K_{тр}$=10 и W=1,5 из табл. 1 найдем: L1н=0,200; C2н=3,533; C3н=1,702; L4н=0,911. Центральная круговая частота рассчитываемого трансформатора $\omega_0=2\cdot\pi\cdot375\cdot10^6=2{,}355\cdot10^9$. Денормируя значения элементов трансформатора, получим:

$$L1=L1н\cdot R_A/\omega_0=6{,}4\ нГн;\ L2=29\ нГн;$$
$$C1=C1н/(R_A\cdot\omega_0)=20\ пФ;\ C2 = 9{,}6\ пФ.$$

На рис. 3 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления $|Z_{вх}|$ спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же для сравнения (кривая 2) представлена расчет-

ная характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 1, L1=3,5 нГн; C1=47,6 пФ; L2=11,8 нГн; C2=14,4 пФ) и рассчитанного по таблицам из [8].

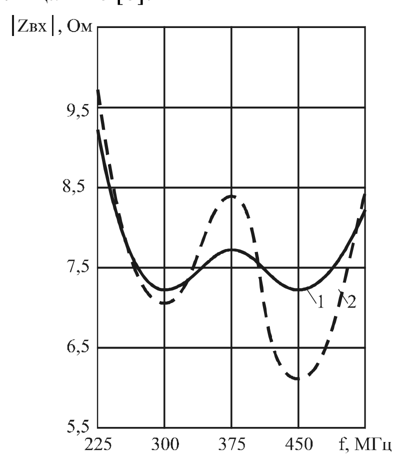


Рис. 3. *Зависимость модуля входного сопротивления трансформатора (рис. 2, а) от частоты*

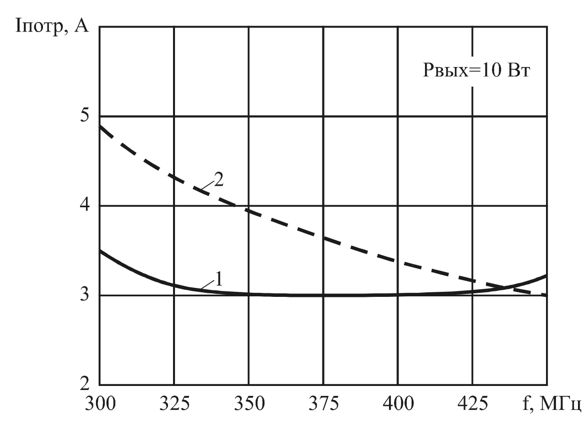


Рис. 4. *Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 5), от частоты*

Другим достоинством трансформаторов, выполненных в виде ПФ и представленных на рис. 2, является следующее. При неизменной выходной мощности усилителя ток, потребляемый его выходным каскадом, слабо зависит от частоты усиливаемого сигнала, что позволяет обеспечить достижение более высокого среднего КПД усилителя.

На рис. 4 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 5), от частоты усиливаемого сигнала при выходной мощности $P_{вых}$, равной 10 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

В усилителе использован рассматриваемый трансформатор (элементы L7, C8, C9, L8), входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике, описанной в [14]. Характеристики усилителя: максимальное значение выходной мощности не менее 12 Вт; полоса рабочих частот 300...450 МГц; коэффициент усиления 8 дБ.

Пример 2. Осуществим проектирование трансформатора (рис. 2, *б*) с $K_{тр}$=10, W=1,5 и центральной рабочей частотой, равной 70 МГц, при условии, что R_A=50 Ом.

В соответствии с заданными значениями $K_{тр}$ и W из табл. 2 найдем: C1н=5,2296; L1н=0,2963; L2н=0,6147; C2н=1,1487. Центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора $\omega_0=2\cdot\pi\cdot70\cdot10^6=4{,}4\cdot10^8$. Денормируя значения элементов трансформатора, определим:

$$C1=C1н/(R_A\cdot\omega_0) = 238\ пФ;\ C2 = 52\ пФ;$$

$$L1=L1н\cdot R_A/\omega_0= 33{,}7\ нГн;\ L2 = 70\ нГн.$$

На рис. 6 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же (кривая 2) для сравнения представлена характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ и рассчитанного по таблицам из [8] (рис. 1, L1=19 нГн, C1=255 пФ, L2=63 нГн, C2=77 пФ).

На рис. 7 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 8), от частоты усиливаемого сигнала

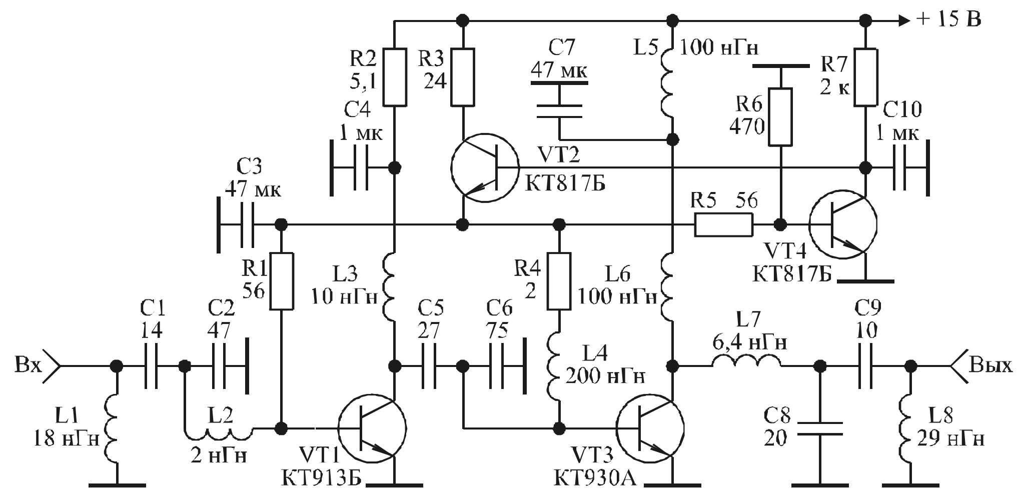


Рис. 5. *Усилитель мощности диапазона 300...450 МГц*

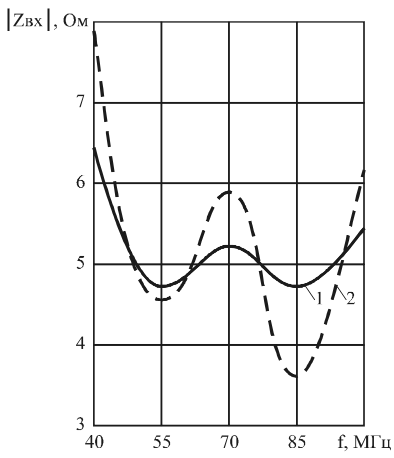


Рис. 6. *Зависимость модуля входного сопротивления трансформатора (рис. 2, б) от частоты*

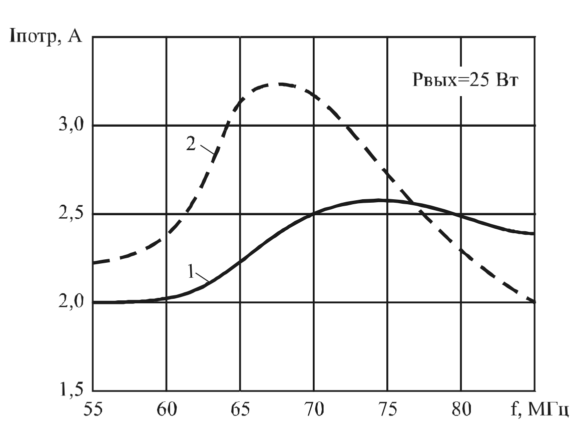


Рис. 7. *Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя, от частоты*

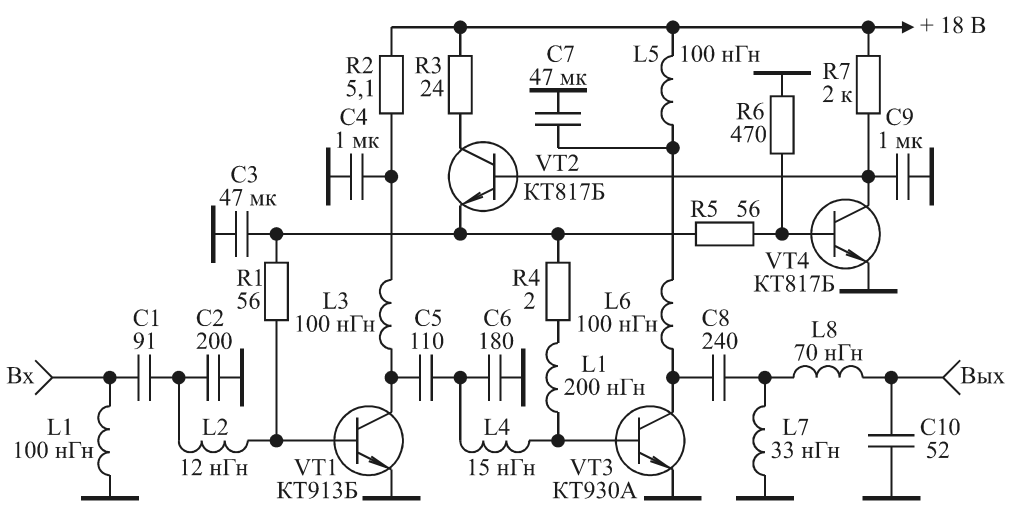


Рис. 8. *Усилитель мощности диапазона 55...85 МГц*

при выходной мощности $P_{вых}$, равной 25 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

В усилителе использован рассматриваемый трансформатор (элементы C8, L7, L8, C10), входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике, описанной в [14]. Характеристики усилителя: максимальное значение выходной мощности 32 Вт; полоса рабочих частот 55...85 МГц; коэффициент усиления 22 дБ.

Таким образом, использование рассматриваемых трансформаторов сопротивлений и предлагаемой методики их расчета позволяет сократить время на разработку усилителя мощности и значительно улучшить его параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиопередающие устройства / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Широкополосные радиопередающие устройства / О.В. Алексеев, А.А. Головков, В.В. Полевой, А.А. Соловьев; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.
3. Петухов В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: Издательское предприятие "РадиоСофт", 2000.
4. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б. Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. – 1996. – № 3. – С. 28–31.
5. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000. – № 5. – С. 83–86.
6. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68–72.
7. Знаменский А.Е., Нестеров М.И. Расчет трансформаторов сопротивлений с сосредоточенными элементами / Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1983. – Вып. 1. – С. 83–88.
8. Знаменский А.Е. Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтров нижних частот // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1985. – Вып. 1. – С. 99–110.
9. Маттей Д.Л. Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтра нижних частот // ТИИЭР. – 1964. – Т. 52. – № 8. – С. 1003–1028.

10. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Советское радио, 1980. – 368 с.
11. Асессоров В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В. Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. – 1997. – № 7. – С. 21–22.
12. Фано Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов: Пер. с англ. / Под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Советское радио, 1965.
13. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи сверхширокополосного усилителя мощности // Известия вузов. Сер. Электроника. – 2002. – № 6. – С. 81–87.
14. Титов А.А., Григорьев Д.А. Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С. 442–448.
15. Балабанян Н. Синтез электрических цепей. – М.: Госэнергоиздат, 1961.

УДК 621.313